



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 196 15 377 A 1**

⑤① Int. Cl.⁶:
B 62 D 5/04
B 62 D 6/02

②① Aktenzeichen: 196 15 377.8
②② Anmeldetag: 18. 4. 96
④③ Offenlegungstag: 24. 10. 96

DE 196 15 377 A 1

③⑩ Unionspriorität: ③② ③③ ③①
21.04.95 JP 7-119011

⑦① Anmelder:
NSK Ltd., Tokio/Tokyo, JP

⑦④ Vertreter:
Hoffmann, Eitle & Partner Patent- und
Rechtsanwälte, 81925 München

⑦② Erfinder:
Endo, Shuji, Maebashi, Gunma, JP

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Steuervorrichtung für elektrisches Lenkservosystem

⑤⑦ Eine Steuer- oder Vorrichtung wird in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet, um die Leistungsabgabe eines Motors zu steuern oder zu regeln, der einen Lenkvorang unterstützt, entsprechend dem Wert eines Stromsteuersignals, das aus einem erfaßten Motorstrom berechnet wird, und dem Wert eines Strombefehlssignals, das entsprechend einem Lenkdrehmoment berechnet wird. Die Steuer- oder Vorrichtung weist eine elektronische Steuerschaltung mit einer CPU auf. Ein Stabilisationskompensator ist in eine hintere Stufe eines Drehmomentsensors zur Erfassung eines Lenkdrehmoments eingefügt, um die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Steuer- oder Regelsystems zu verbessern. Die Charakteristik des Stabilisationskompensators wird durch die folgende Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt, welche die Funktion hat, einen Spitzenwert an einer Resonanzfrequenz eines Resonanzsystems auszuschalten, welches Trägheits- und Federlemente in dem elektrischen Lenkservosystem umfaßt:

$$C(s) = (s^2 + a_1s + a_2)/(s^2 + b_1s + b_2)$$

wobei s den Laplace-Operator bezeichnet, und a_1 , a_2 , b_1 und b_2 Parameter bezeichnen, die durch die Resonanzfrequenz des Resonanzsystems festgelegt werden.

DE 196 15 377 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 08. 96 602 043/447

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Steuervorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird.

Ein elektrisches Lenkservosystem eines Fahrzeugs wird dazu verwendet, den vom Fahrer manuell vorgenommenen Lenkvorgang durch folgende Schritte zu unterstützen: Erfassung eines Lenkdrehmoments, welches an einer Lenkwelle durch die Betätigung des Lenkrades erzeugt wird, und einer Fahrzeuggeschwindigkeit; Bearbeitung eines Strombefehls, der einen Sollwert für einen Motor darstellt, der mit einem Lenksystem verbunden ist, entsprechend den erfaßten Werte für das Drehmoment und die Fahrzeuggeschwindigkeit; Ermittlung eines Stromsteuerwertes (Stromregelwertes) durch Berechnung einer Differenz zwischen dem Strombefehlswert, der den Steuer-Sollwert darstellt, und dem Wert des momentan tatsächlich durch den Motor fließenden Stroms; und Steuern oder Regeln des Motors unter Verwendung des im vorherigen Schritt erhaltenen Stromsteuerwertes.

Im allgemeinen wird der Motor so gesteuert, daß bei niedriger Fahrzeuggeschwindigkeit die Ausgangsleistung zur Unterstützung des manuell vorgenommenen Lenkvorgangs erhöht wird, um die Belastung bei diesem Vorgang zu verringern, und andererseits bei hoher Fahrzeuggeschwindigkeit die Ausgangsleistung verringert wird, damit die Belastung bei dem Handhabungsvorgang höher ist.

Bei einem derartigen elektrischen Lenkservosystem wird die Stabilität- des Steuer- oder Regelsystems durch eine Phasenkompensationsschaltung gewährleistet, die in die Endstufe eines Drehmomentsensors eingefügt ist.

Darüber hinaus verschlechtert sich bei einem derartigen elektrischen Lenkservosystem die Reaktion der Steuer- oder Regelvorrichtung infolge des Trägheitsmoments des mit dem Lenksystem verbundenen Motors, wodurch sich das Gefühl beim Lenkvorgang verschlechtert. Es ist allgemein bekannt, daß Versuche unternommen wurden, das Reaktionsvermögen des Steuer- oder Regelsystems dadurch zu verbessern, daß Differenzwerte des Lenkdrehmoments zum Strombefehlswert hinzuaddiert werden.

Darüber hinaus bildet ein derartiges elektrisches Lenkservosystem ein Schwingungs- oder Resonanzsystem, welches den Motor und eine Torsionsstange als Masse bzw. Fehlerelemente aufweist. Wenn das Resonanzsystem Schwingungen auslöst, verschlechtert sich das Gefühl beim Lenkvorgang. Aus diesem Grund ist ein Bandsperrfilter in die Endstufe des in dem Steuersystem verwendeten Drehmomentsensors eingefügt, wobei dieses Filter zur Verringerung der Auswirkungen einer Resonanzfrequenzkomponente verwendet wird, um die Schwingungen des Resonanzsystems zu unterdrücken, wie wohl bekannt ist. Dieses Verfahren zur Verbesserung des Gefüges beim Lenkvorgang ist in dem offengelegten japanischen Patent Nr. Hei-6-183355 beschrieben.

Die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Steuer- oder Regelsystems, welches bei dem voranstehend geschilderten elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, stellen jedoch entgegengesetzte, einander widersprechende Eigenschaften dar. Genauer gesagt wird, wenn die Stabilität verbessert wird, das Reaktionsvermögen verschlechtert, und wenn andererseits das Reaktionsvermögen verbessert wird, verschlechtert sich unvermeidlich die Stabilität. Anders ausgedrückt ist es schwierig, beide Eigenschaften gleichzeitig zu verbessern. Darüber hinaus wird ein Bandsperrfilter zum Ausschalten einer Resonanzfrequenzkomponente verwendet, die von einem Resonanzsystem erzeugt wird, welches unter anderem den Motor und die Torsionsstange umfaßt, die wie voranstehend geschildert in dem elektrischen Lenkservosystem vorgesehen sind. Nicht nur verschlechtert der Einsatz eines derartigen Filters das Reaktionsvermögen für Frequenzen kleiner oder gleich einer Zentrumsfrequenz, bei welcher die Komponente ausgeschaltet wird, sondern ist es in einigen Fällen auch schwierig, einen guten Schwingungsunterdrückungseffekt zu erzielen, infolge von Variationen der Genauigkeit von Bauteilen, welche das Filter und andere Elemente bilden.

Darüber hinaus ist es wünschenswert, eine nicht-lineare Charakteristik eines Systems wie bei einem hydraulischen Lenkservosystem zur Verfügung zu stellen, in Bezug auf den Befehl, der die Lenkleistung zur Unterstützung des manuellen Lenkvorgangs festlegt. Allerdings treten infolge der Tatsache Schwierigkeiten auf, daß es bei einem hydraulischen Lenkservosystem schwierig ist, ein Steuer- oder Regelsystem unter Berücksichtigung der nicht-linearen Charakteristik zu entwerfen, oder unter Berücksichtigung von Variationen der Dynamikeigenschaften, die durch unterschiedliche Betriebszustände hervorgerufen werden. Weiterhin ist es, sobald ein Steuer- oder Regelsystem entworfen wurde, ebenfalls schwierig, das entworfene Steuer- oder Regelsystem durch eine Digitalschaltung zu verwirklichen, infolge der erhöhten Komplexität des Steuer- oder Regelsystems.

Ein Ziel der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer Steuer- oder Regelvorrichtung, welche sowohl die Stabilität als auch das Reaktionsvermögen eines Steuer- oder Regelsystems verbessert, das in einem elektrischen Lenkservosystem für Fahrzeuge verwendet wird, und zwar gleichzeitig.

Ein weiteres Ziel der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer Steuer- oder Regelvorrichtung, welche sowohl die Stabilität als auch das Reaktionsvermögen eines Steuer- oder Regelsystems verbessert, das in einem elektrischen Lenkservosystem für Fahrzeuge verwendet wird, und zwar durch Entfernen eines Spitzenwertes bei der Resonanzfrequenz, und Kompensieren einer Phasenverschiebung an der Resonanzfrequenz eines Resonanzsystems, welches Feder- und Trägheitselemente aufweist, wobei der Spitzenwert und die Phasenverschiebung in einem erfaßten Drehmoment auftreten.

Die Erfindung wird nachstehend anhand zeichnerisch dargestellter Ausführungsbeispiele näher erläutert, aus welchen weitere Vorteile und Merkmale hervorgehen. Es zeigt:

Fig. 1 eine Darstellung zur Erläuterung des Gesamtaufbaus eines elektrischen Lenkservosystems;

Fig. 2 ein Blockschaltbild einer elektronischen Steuer- oder Regelschaltung;

Fig. 3 ein Blockschaltbild einer Motortreiberschaltung;

Fig. 4 eine schematische Darstellung der Frequenzcharakteristik eines aktuellen Steuer- oder Regelobjekts sowie ein Modell, welches das aktuelle Objekt approximiert;

Fig. 5 schematisch die Eigenschaften eines Lenkmechanismus, der gesteuert oder geregelt werden soll, anhand von dessen Übertragungsfunktion;

Fig. 6 eine schematische Darstellung zur Erläuterung einer ausreichenden Bedingung für die Stabilisierung eines Steuer- oder Regelsystems;

Fig. 7 eine schematische Erläuterung von Werten eines Hilfsdrehmomentbefehls, der einen Lenkvorgangshilfsleistung festlegt, wobei diese Werte in einer Eigenschaftskennlinienspeichereinheit gespeichert sind;

Fig. 8 eine schematische Darstellung zur Erläuterung einer ausreichenden Bedingung zur Stabilisierung eines Steuer- oder Regelsystems; 5

Fig. 9 eine schematische Darstellung der Eigenschaften in einem Zustand, in welchem das Steuer- oder Regelsystem stabilisiert wurde; und

Fig. 10 ein Flußdiagramm zur Erläuterung der Funktion eines Stabilisierungskompensators, wobei diese Funktion durch eine CPU durchgeführt wird. 10

Fig. 1 zeigt schematisch den Aufbau eines elektrischen Lenkservosystems, bei welchem die vorliegende Erfindung eingesetzt wird. Wie aus der Figur hervorgeht, ist eine Welle 2 eines Lenkrades 1 mit einer Verbindungsstange 8 eines Lenkrades über ein Reduziergetriebe 4, Universalgelenke 5a und 5b, und einen Ritzel-Zahnstangenmechanismus 7 verbunden. Auf der Welle 2 ist ein Drehmomentsensor 3 zur Erfassung eines Lenkdrehmoments angeordnet. Weiterhin ist ein Motor 10 zur Unterstützung eines manuellen Lenkvorgangs mit der Welle 2 über eine Kupplung 9 und das Reduziergetriebe 4 verbunden. 15

Die Kupplung 9 wird durch eine elektronische Steuerschaltung 13 gesteuert, die nachstehend erläutert ist. Im normalen Betriebszustand befindet sich die Kupplung 9 im Eingriff. Im Falle eines Ausfalls, der von der elektronischen Steuerschaltung 13 in dem Lenkservosystem festgestellt wird, und dann, wenn die Stromversorgung abgeschaltet ist, befindet sich die Kupplung 9 außer Eingriff (ist ausgerückt). 20

Elektrische Energie wird von einer Batterie 14 der elektronischen Steuerschaltung 13 zum Steuern des Lenkservosystems über einen Zündschlüsselschalter 11 zugeführt. Die elektronische Steuerschaltung 13 berechnet den Wert eines Strombefehls aus einem Lenkdrehmoment, welches von dem Drehmomentsensor 3 erfaßt wird, und einer Fahrzeuggeschwindigkeit, die von einem Fahrzeuggeschwindigkeitssensor 12 erfaßt wird. Der von der elektronischen Steuerschaltung 13 berechnete Wert des Strombefehls wird in einem Rückkopplungssystem zum Steuern oder Regeln eines den Motor 10 zugeführten Stroms verwendet. 25

Fig. 2 ist ein Blockschaltbild, welches die elektronische Steuer- oder Regelschaltung 13 zeigt, die durch die vorliegende Ausführungsform zur Verfügung gestellt wird. Die elektronische Steuerschaltung 13 wird durch einen Mikrocomputer gebildet, der nachstehend einfach als CPU bezeichnet wird. Wie aus der Figur hervorgeht, umfaßt die elektronische Steuer- oder Regelschaltung 13 Funktionsblöcke, die durch ein Programm in der CPU ausgeführt werden. 30

Die in Fig. 2 gezeigte elektronische Steuerschaltung 13 unterscheidet sich von einer elektronischen Steuerschaltung zum Steuern eines konventionellen Lenkservosystems in der Hinsicht, daß bei der elektronischen Steuer- oder Regelschaltung 13 ein Stabilisierungskompensator 21, der gemäß der vorliegenden Erfindung zur Verfügung gestellt wird, in einer hinteren Stufe des Drehmomentsensors 3 zur Erfassung eines Lenkdrehmoments vorgesehen ist. Von dem Stabilisierungskompensator 21 wird eine Kompensation durchgeführt, um die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Steuer- oder Regelsystems zu erhöhen, Schwingungen zu unterdrücken, und daher ein gutes Gefühl beim Lenkvorgang zur Verfügung zu stellen. Einzelheiten des Stabilisierungskompensators 21 werden später beschrieben. 35

Zuerst werden der Betriebsablauf und der Aufbau der elektronischen Steuer- oder Regelschaltung 13 geschildert. Mit einem von dem Drehmomentsensor 3 empfangenen Signal, welches das Lenkdrehmoment repräsentiert, wird ein vorbestimmter Kompensationsvorgang in dem Stabilisierungskompensator 21 durchgeführt, der nachstehend noch genauer erläutert wird, bevor das Signal einem Strombefehlsprozessor 22 zugeführt wird. Weiterhin wird auch ein Signal, welches die Fahrzeuggeschwindigkeit repräsentiert, und von dem Fahrzeuggeschwindigkeitssensor 12 erfaßt wird, dem Strombefehlsprozessor 22 zugeführt. 40

Der Strombefehlsprozessor 22 berechnet den Wert I eines Strombefehls, der einen dem Motor 10 zuzuführenden Sollwert angibt, unter Verwendung vorbestimmter arithmetischer Gleichungen auf der Grundlage eines Signals, welches das Lenkdrehmoment repräsentiert, wobei dieses Signal den vorbestimmten Kompensationsvorgang in dem Stabilisationskompensator 21 durchlaufen hat, eines Signals, welches die Fahrzeuggeschwindigkeit repräsentiert, und von Werten eines Hilfsdrehmomentbefehls, die in einer Eigenschaftskennlinienfeldspeichereinheit 28 gespeichert sind. 45

Eine Schaltung, die einen Komparator 23 aufweist, einen Differenzierkompensator 24, einen Proportionalprozessor 25, einen Integrierprozessor 26 und einen Addierer 27, wird zur Durchführung einer Rückkopplungsregelung verwendet, damit die Größe i des tatsächlichen Motorstroms gleich dem Wert I des Strombefehls wird. 50

Der Proportionalprozessor 25 gibt einen Proportionalwert proportional zur Differenz zwischen dem Wert I des Strombefehls und der Größe i des momentanen Motorstroms aus. Um die Charakteristik des Rückkopplungsregelsystems zu verbessern, wird das von dem Proportionalprozessor 25 ausgegebene Signal durch den Integrierprozessor 26 integriert, um so ein Signal zu erzeugen, welches proportional zum integrierten Wert der Differenz ist. 55

Um die Reaktionsgeschwindigkeit der Größe i des Stroms zu erhöhen, der tatsächlich durch den Motor 10 fließt, relativ zum Wert I des Strombefehls, gibt der Differenzierkompensator 24 einen differenzierten Wert des Wertes I des Strombefehls aus. 60

Der von dem Proportionalprozessor 25 ausgegebene Proportionalwert, der proportional zur Differenz zwischen dem Wert I des Strombefehls und der Größe i des momentanen Motorstroms ist, der von dem Integrierprozessor 26 ausgegebene integrierte Wert, und der von dem Differenzierkompensator 24 ausgegebene differenzierte Wert werden von einem Addierer 27 aufsummiert. Ein Stromsteuer- oder -regelwert E, der sich aus der Addition ergibt, wird von dem Addierer 27 an eine Motortreiberschaltung 41 als ein Motortreibersignal ausgegeben. 65

Ein typischer Aufbau der Motortreiberschaltung 41 ist in Fig. 3 gezeigt. Wie aus dieser Figur hervorgeht, weist die Motortreiberschaltung 71 neben anderen Bauteilen eine Wandlerschaltung 44 zum Umwandeln des von dem Addierer 27 empfangenen Stromregelwertes E in ein Impulsbreitenmodulationssignal (PWM-Signal) und ein Stromrichtungssignal und Trennung dieser beiden Signale voneinander auf, eine Gatetreiberschaltung 45 zum Treiben des Gates von FETs (Feldeffekttransistoren) 1 bis 4, welche eine H-Brückenschaltung bilden, wobei die FETs 1 und 3 den ersten Arm der H-Brückenschaltung bilden, und die FETs 2 und 4 deren zweiten Arm. Es wird darauf hingewiesen, daß eine Hochspannungsversorgung 46 die Hochspannungsseite der FETs 1 und 2 antreibt.

Das PWM-Signal weist eine Impulsbreite auf, der zur Festlegung der Größe eines durch den Motor fließenden Stroms verwendet wird, und zwar auf folgende Weise. Der Absolutwert des Stromregelwertes E, der von dem Addierer 27 ausgegeben wird, wird zur Festlegung des Tastzyklus des PWM-Signals verwendet. Der Tastzyklus oder das Tastverhältnis wiederum bestimmt ein Verhältnis der Einschaltperiode (ON) zur Ausschaltperiode (OFF) eines FET. Die FETs 1 und 2 werden ein- und ausgeschaltet, wenn ihre Gates auf hohem bzw. niedrigem Pegel liegen, entsprechend dem Tastzyklus des PWM-Signals, wodurch die Größe des durch den Motor fließenden Stroms gesteuert oder geregelt wird.

Das Stromrichtungssignal ist ein Signal, welches die Richtung des Stroms festlegt, der dem Motor zugeführt wird, entsprechend dem Vorzeichen des Stromregelwertes E, also in Abhängigkeit davon, ob der Stromregelwert E positiv oder negativ ist. Die FETs 3 und 4 werden ein- bzw. ausgeschaltet, wenn ihre Gates auf hohen bzw. niedrigen Pegeln eingestellt werden, durch das Stromrichtungssignal, wodurch die Richtung des zum Motor fließenden Stroms umgekehrt wird, und daher die Drehrichtung des Motors 10. Es wird darauf hingewiesen, daß dann, wenn der FET 3 eingeschaltet ist, der FET 4 ausgeschaltet ist und umgekehrt.

Wenn der FET 4 in einen durchgeschalteten Zustand versetzt wird, fließt der Strom in den Motor 10 in positiver Richtung über den FET 1, den Motor 10, den FET 4 und einen Widerstand R1. Wenn andererseits der FET 3 in den durchgeschalteten Zustand versetzt wird, fließt der Strom in den Motor 10 in negativer Richtung durch den FET 2, den Motor 10, den FET 3 und einen Widerstand R2.

Die Motorstromerfassungsschaltung 42 erfaßt die Größe des Stroms, der in der positiven Richtung fließt, aus einem Spannungsabfall über den Klemmen des Widerstands R1. Entsprechend erfaßt die Motorstromerfassungsschaltung 42 die Größe des in der negativen Richtung fließenden Stroms aus einem Spannungsabfall über den Klemmen des Widerstands R2. Die erfaßte Größe i des tatsächlich durch den Motor 10 fließenden Stroms wird dem Komparator 23 als Rückkopplungseingangssignal zugeführt, wie in Fig. 2 gezeigt ist.

Als nächstes wird der Stabilisierungskompensator beschrieben, der durch die vorliegende Erfindung zur Verfügung gestellt wird. Die Eigenschaft einer offenen Schleife des Rückkopplungsregelsystems, das voranstehend beschrieben wurde, ist in Fig. 4 anhand der Frequenzantwortcharakteristik dargestellt. Genauer gesagt zeigt Fig. 4 die Frequenzantwort einer Übertragungsfunktion der offenen Schleife eines Regelobjekts, wobei die Übertragungsfunktion die Beziehung zwischen dem Wert I des Strombefehls und einem erfaßten Drehmoment T des Lenkmechanismus repräsentiert. Wie aus der Figur hervorgeht, erreicht bei der Resonanzfrequenz des Lenkmechanismus die Verstärkung einen Spitzenwert, und nimmt dann abrupt bei Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz ab. Die Vertikal- bzw. Horizontalachse in der Figur bezeichnen die Verstärkung bzw. die Frequenz des Lenkmechanismus. Eine Linie (a) stellt die Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts dar, wogegen eine Linie (b) die Übertragungsfunktion $P_n(s)$ eines Modells zeigt, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert. Das Modell wird nachstehend auch als Approximationsmodell bezeichnet.

Es wird darauf hingewiesen, daß das Regelobjekt, dessen Übertragungsfunktion in Fig. 4 gezeigt ist, sich in einem freien Zustand befindet, nämlich einem Zustand, in welchem kein Lenkdrehmoment erzeugt wird, und daß sich die Reifen des Fahrzeugs in einem Zustand befinden, in welchem sie nicht die Oberfläche einer Straße berühren, und sich daher die Reifen in einem Zustand befinden, in welchem sie keinen Widerstand von der Oberfläche der Straße empfangen.

Der durch die vorliegende Erfindung bereitgestellte Stabilisationskompensator wird bei dem Versuch eingesetzt, die durch die Linie (b) in Fig. 4 dargestellte Übertragungsfunktion $P_n(s)$ des Approximationsmodells zur Darstellung des tatsächlichen Regelobjekts zu verwenden, dessen Übertragungsfunktion $P(s)$ tatsächlich durch die Linie (a) in der Figur dargestellt wird. Der Stabilisationskompensator wird so entworfen, daß Bedingungen aufgefunden werden, bei denen nicht ein scharfer Spitzenwert bei der Resonanzfrequenz des Approximationsmodells erzeugt wird.

Im Falle eines Regelobjekts, welches eine Frequenzabhängigkeit zeigt, die so wie in Fig. 4 dargestellt aussieht, kann dessen Übertragungsfunktion bei Regelbereichsfrequenzen (bei Frequenzen $\leq \omega_{\text{cont}}$) durch eine Funktion zweiter Ordnung approximiert werden. Wenn $P_n(s)$ die Übertragungsfunktion des Approximationsmodells darstellt, kann die Übertragungsfunktion $P(s)$ eines tatsächlichen Regelobjekts wie nachstehend durch Gleichung (1) ausgedrückt dargestellt werden:

$$P(s) = P_n(s) \cdot (1 + \Delta_1(s)) \quad (1)$$

wobei $P(s)$ die Übertragungsfunktion des tatsächlichen Regelobjekts ist, $P_n(s)$ die Übertragungsfunktion des Approximationsmodells ist, und $\Delta_1(s)$ eine Differenz zwischen der Übertragungsfunktion von $P(s)$ und $P_n(s)$ ist, ein multiplikativer Ausdruck.

Andererseits kann die Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts, die durch Gleichung (1) ausgedrückt wird, durch ein mathematisches Modell ersetzt werden, typischerweise unter Verwendung einer Systemidentifizierungseinrichtung. Dies führt dazu, daß die Übertragungsfunktion $P(s)$ durch die nachstehende Gleichung (2) als Produkt von $P_1(s)$ und $P_n(s)$ ausgedrückt werden kann. Mit anderen Worten läßt sich die Übertragungsfunktion $P(s)$ als ein System definieren, welches zwei Resonanzsysteme umfaßt.

$$C(s) = \frac{s^2 + a_1 s + a_2}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2)$$

wobei $P_1(s)$ eine Charakteristik höherer Ordnung des Modells darstellt, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, dessen Charakteristik in der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ jenes Modells vernachlässigt wird, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert.

Die Terme $P_1(s)$ und $P_n(s)$ in Gleichung (2), welche die Übertragungsfunktion $P(s)$ ausdrücken, können jeweils in einen Ausdruck mit einem Polynom zweiter Ordnung entwickelt werden, der eine Frequenzcharakteristikkurve des tatsächlichen Regelobjekts approximiert. Die Polynomausdrücke werden durch Gleichung 3 bzw. 4 folgendermaßen ausgedrückt.

$$P_1(s) = \frac{d^2}{s^2 + d_1 s + d_2} \quad (3)$$

$$P_n(s) = \frac{K_p}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (4)$$

Es wird darauf hingewiesen, daß $P_1(s)$ auch durch eine Gleichung ausgedrückt werden kann, die nicht ein Polynomausdruck ist.

Mit a_1 und a_2 in Gleichung (4) sind Koeffizienten bezeichnet, die festgelegt werden, wenn $P_n(s)$ in einen Polynomausdruck entwickelt wird. Die Symbole d_1 und d_2 in Gleichung (3) bezeichnen Koeffizienten, die durch das Dämpfungssystem und die Resonanzfrequenz eines Resonanzsystems höherer Ordnung der Übertragungsfunktion $P_1(s)$ festgelegt werden. K_p ist ein frei wählbarer Koeffizient, der auf einen solchen Wert gesetzt wird, daß die Verstärkung der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ für das Modell, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, gleich der Verstärkung der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts selbst wird. Mit s ist der Laplace-Operator bezeichnet.

Die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell läßt sich aus den Gleichungen (1) bis (4) gemäß nachstehender Gleichung (5) erhalten:

$$\Delta_1(s) = - \frac{s^2 + d_1 s}{s^2 + d_1 s + d_2} \quad (5)$$

Um die Untersuchungen zu vereinfachen, wird der als Regelobjekt verwendete Lenkmechanismus unter Bezugnahme auf Fig. 5 erklärt, die ein Blockschaltbild zeigt, welches eine Übertragungsfunktion des Lenkmechanismus darstellt. Das Bezugszeichen 51 bezeichnet einen Stabilisationskompensator, der eine Charakteristik $C(s)$ aufweist, und das Bezugszeichen 52 bezeichnet eine Charakteristikkennfeldspeichereinheit zum Speichern der Verstärkung K eines Hilfsdrehmomentbefehls. Zur weiteren Vereinfachung der Untersuchung wird angenommen, daß es nur einen Wert für die Verstärkung K gibt. Das Bezugszeichen 53 bezeichnet die Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts. Die Bezugszeichen 53a und 53b bezeichnen die Übertragungsfunktion $P_n(s)$ des Approximationsmodells bzw. die Differenz $\Delta_1(s)$. Weiterhin wird darauf hingewiesen, daß die Bezugszeichen 50 und 54 jeweils einen Addierer bezeichnen.

Der durch die vorliegende Erfindung bereitgestellte Stabilisationskompensator 21 führt eine Nullstellen-Pol-Auslöschungsbearbeitung durch, bei welcher ein Eingangswert mit invertierter Charakteristik addiert wird, um den Spitzenwert an der Resonanzfrequenz des Resonanzsystems auszuschalten, welches die Übertragungsfunktion $P(s)$ eines tatsächlichen Regelobjekts zeigt. Das tatsächliche Regelobjekt weist eine Frequenzcharakteristik auf, wie sie durch die Linie (a) in Fig. 4 gezeigt ist.

Für die Übertragungsfunktion $P_n(s)$ jenes Modells, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, gemäß Fig. 4, ist daher die Charakteristik $C(s)$ des Stabilisationskompensators 21 durch Gleichung (6) definiert. Wie aus Gleichung (6) hervorgeht, weist der Zähler von Gleichung (6) dieselben Terme auf wie der Nenner von Fig. 4, so daß der Spitzenwert ausgeschaltet wird. Die Ordnung des Nenners von Gleichung (6) ist auf 2 eingestellt, nämlich die minimale Ordnung zur Aufrechterhaltung der Verläßlichkeit der Charakteristik $C(s)$ des Stabilisationskompensators 21. Mit b_1 und b_2 sind Parameter bezeichnet, welche die Reaktionscharakteristik des Regelsystems festlegen. Die Bestimmung der Parameter b_1 und b_2 wird später erläutert.

$$C(s) = \frac{s^2 + a_1 s + a_2}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (6)$$

Wenn die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell vernachlässigt wird, kann die Charakteristik GOPEN (offene Schleife) eines Regelsystems, welche den in Fig. 5 gezeigten Lenkmechanismus anhand einer Übertragungsfunktion repräsentiert, durch die nachstehend angegebene Gleichung (7) neu definiert werden, wodurch der Term ausgeschaltet wird, der die Resonanz des Regelobjekts hervorruft. Gleichung (7), welche die Charakteristik GOPEN (offene Schleife) des Regelsystems ausdrückt, läßt sich daher aus den Gleichungen (4) und (6) ableiten. Die Charakteristik GOPEN (offene Schleife) des Regelsystems wird durch den Nenner von Gleichung (6) festgelegt, der die Charakteristik $C(s)$ des Stabilisationskompensators 21 ausdrückt.

$$\begin{aligned} G_{\text{OPEN}}(s) &= K \cdot C(s) \cdot P_n(s) \\ &= \frac{K \cdot K_p}{s^2 + b_1 s + b_2} \end{aligned} \quad (7)$$

Es wird darauf hingewiesen, daß das in Gleichung (7) verwendete Symbol K die Verstärkung des Hilfsdrehmomentbefehls bezeichnet.

In diesem Fall kann die Charakteristik GCLOSE (geschlossene Schleife) des Regelsystems durch die nachstehende Gleichung (8) folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} G_{\text{CLOSE}}(s) &= \frac{K \cdot K_p}{s^2 + b_1 s + b_2 + K \cdot K_p} \\ &= \frac{K \cdot K_p / \omega_{\text{cont}}^2}{s^2 + 2 \xi_1 \omega_{\text{cont}} s + \omega_{\text{cont}}^2} \end{aligned} \quad (8)$$

Beim Entwurf eines Regelsystems wird in Bezug auf die Grenzfrequenz ω_{cont} , die durch konstruktive Vorgaben in Bezug auf den Regelfrequenzbereich festgelegt wird, der Parameter b_2 so bestimmt, daß er die nachstehende Gleichung (9) erfüllt. Zusätzlich wird in Bezug auf den Dämpfungsfaktor ξ_1 , der durch konstruktive Vorgaben des Dämpfungssystems festgelegt wird, der Parameter b_1 so festgelegt, daß er die nachstehend angegebene Gleichung (10) erfüllt. Auf diese Weise kann eine Antwortcharakteristik erhalten werden, welche die konstruktiven Vorgaben erfüllt.

$$\omega_{\text{cont}} = \sqrt{b_2 + K \cdot K_p} \quad (9)$$

$$\xi_1 = \frac{b_1}{2 \omega_{\text{cont}}} \quad (10)$$

Bei der voranstehend geschilderten Untersuchung wird die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell vernachlässigt. Tatsächlich muß jedoch in der Praxis die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell berücksichtigt werden. Das Vorhandensein der Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell führt zu Einschränkungen.

kungen in Bezug auf den Dämpfungsfaktor ξ_1 und die Grenzfrequenz ω_{cont} , die erzielt werden können.

Wenn die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Transferfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell berücksichtigt wird, ist eine hinreichende Bedingung für die Stabilisierung des Regelsystems so wie nachstehend in Gleichung (11) angegeben, auf der Grundlage des Kleinsignalverstärkungstheorems.

$$\|T(s) \cdot \Delta_1(s)\|_{\infty} < 1 \quad (11)$$

wobei mit $T(s)$ eine komplementäre Empfindlichkeitsfunktion in dem in Fig. 5 gezeigten Regelsystem bezeichnet ist, die durch folgende Gleichung (12) ausgedrückt wird:

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{K \cdot C(s) \cdot P_n(s)}{1 + K \cdot C(s) \cdot P_n(s)} \\ &= \frac{K \cdot K_c}{s^2 + b_1 s + b_2 + K \cdot K_c} \end{aligned} \quad (12)$$

Weiterhin läßt sich Gleichung (11) folgendermaßen in Gleichung (13) umschreiben:

$$\|T(s) \cdot \Delta_1(s)\|_{\infty} \leq \|T(s)\|_{\infty} \|\Delta_1(s)\|_{\infty} < 1 \quad (13)$$

Die hinreichende Bedingung für die Stabilisierung des Regelsystems kann daher durch folgende Gleichung (14) ausgedrückt werden:

$$\|T(s)\|^{-1} > \|\Delta_1(s)\| \quad (14)$$

Fig. 6 ist ein Charakteristik- oder Eigenschaftsdiagramm, das zur Erläuterung der hinreichenden Bedingung für die Stabilisierung des Regelsystems verwendet wird, wobei diese Bedingung durch Gleichung (14) ausgedrückt wird. Eine Linie (a), die in der Figur dargestellt ist, stellt $\|T(s)\|^{-1}$ von Gleichung (14) dar. Die Linie (a) wird nach oben verschoben, wenn der Parameter b_1 vergrößert wird, wie durch eine Linie (b) dargestellt ist. Wenn andererseits der Parameter b_1 verringert wird, wird die Linie (a) nach unten verschoben. Eine Linie (c) stellt $\|\Delta_1(s)\|$ von Gleichung (14) dar, wogegen eine Linie (d) den Term $\|T(s)\|$ repräsentiert, nämlich das Inverse von $\|T(s)\|^{-1}$ von Fig. 14.

Wenn die in der Figur dargestellte Linie (a), welche $\|T(s)\|^{-1}$ repräsentiert, immer höher eingestellt wird als die Linie (c), welche $\|\Delta_1(s)\|$ in Fig. 6 repräsentiert, so wird die Stabilität des Regelsystems sichergestellt. In der Figur gibt es einen Abschnitt, an welchem die in der Figur dargestellte Linie (a), welche $\|T(s)\|^{-1}$ repräsentiert, die Linie (c) kreuzt, welche $\|\Delta_1(s)\|$ repräsentiert. In einem derartigen Fall besteht die Möglichkeit, daß das Regelsystem instabil wird. Um die Stabilität des Regelsystems sicherzustellen, wobei die Grenzfrequenz ω_{cont} der konstruktiven Vorgaben für den voranstehend geschilderten Regelfrequenzbereich aufrechterhalten wird, ist es erforderlich, den Parameter b_1 zu erhöhen, der die konstruktiven Vorgaben des Dämpfungssystems betrifft, um so die Linie (a) nach oben zu verschieben, wie durch die Linie (b) dargestellt ist.

Bei der voranstehend geschilderten Untersuchung wird die Differenz $\Delta_1(s)$ zwischen der Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts und der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ von dessen Approximationsmodell berücksichtigt. Zusätzlich müssen auch Parameteränderungen untersucht werden.

Die Parameteränderungen werden folgendermaßen untersucht. Parameter, die sich ändern, sind die Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls, und die Koeffizienten a_1 und a_2 der Übertragungsfunktion $P_n(s)$ des Approximationsmodells.

Die Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls, welche in der Charakteristikkennfeldspeichereinheit gespeichert ist, wurde bislang als eine bestimmte Verstärkung behandelt. In der Realität ändert sich allerdings die Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls nicht linear bei Änderungen der Fahrzeuggeschwindigkeit V und des Lenkdrehmoment T , wie in Fig. 7 gezeigt ist. Im einzelnen repräsentiert eine in der Figur dargestellte Linie (a) einen einzigen Wert der Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls. Linien (b) und (c) repräsentieren Verstärkungen K des Hilfsdrehmomentbefehls im Falle einer Fahrzeuggeschwindigkeit V im niedrigen bzw. mittleren Geschwindigkeitsbereich. Eine Linie (d) repräsentiert die Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls im Falle einer Fahrzeuggeschwindigkeit V im Hochgeschwindigkeitsbereich.

Da die Nichtlinearität der Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls als Variationen der Verstärkung K angesehen werden kann, kann die Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls folgendermaßen durch nachstehende Gleichung (15) ausgedrückt werden:

$$K_{\min} = \Delta K_1 \cdot K \leq K \leq \Delta K_2 \cdot K = K_{\max} \quad (15)$$

wobei mit Δk_1 und Δk_2 eine Minimalrate der Änderung bzw. eine Maximalrate der Änderung der Verstärkung

des Hilfsdrehmomentbefehls bezeichnet ist.

$\Delta_2(s)$ bezeichnet nunmehr einen Maximalwert von Variationen der Verstärkung K des Hilfsdrehmomentbefehls. $\Delta_2(s)$ kann dann folgendermaßen durch Gleichung (16) ausgedrückt werden:

$$\Delta_2(s) = \max(\Delta K) = \Delta K_2 \quad (16)$$

$$\Delta K_1 \leq \Delta K \leq \Delta K_2$$

Als nächstes werden die Koeffizienten a_1 und a_2 untersucht. Bei der bislang beschriebenen Untersuchung wird von charakteristischen Parametern des Modells, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, angenommen, daß sie gleich charakteristischen Parametern des tatsächlichen Regelobjekts selbst sind. In der Praxis können allerdings Fälle auftreten, in welchem die charakteristischen Parameter des Modells, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, nicht exakt gleich den charakteristischen Parametern des tatsächlichen Regelobjekts sind. Sei $\Delta_3(s)$ ein Fehler, der eine Differenz zwischen den charakteristischen Parametern des Modells, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, und den charakteristischen Parametern des tatsächlichen Regelobjekts selbst repräsentiert. $\Delta_3(s)$ kann dann durch die nachstehende Gleichung (17) ausgedrückt werden. Im allgemeinen repräsentiert $\Delta_3(s)$ Variationen, die durch Änderungen im Benutzungszustand hervorgerufen werden. Eine Variation der Steife des Lenksystems, die durch das Ergreifen des Lenkrades durch die Hand des Fahrers hervorgerufen wird, ist ein Beispiel für eine derartige Änderung.

20

$$\begin{aligned} \Delta_3(s) &= \frac{s^2 + a_1^* s + a_2^*}{s^2 + a_1 s + a_2} - 1 \\ &= \frac{(a_1^* - a_1)s + (a_2^* - a_2)}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (17) \end{aligned}$$

30

wobei mit a_1^* und a_2^* Parameter des tatsächlichen Regelobjekts bezeichnet sind.

Der Fehler $\Delta_3(s)$, der von der Nullstellen-Pol-Eliminierungsverarbeitung herrührt, die voranstehend beschrieben wurde, kann als Diskrepanzen des Dämpfungsfaktors und der Eckfrequenz der Charakteristik zwischen dem Modell, welches das tatsächliche Regelobjekt approximiert, und dem tatsächlichen Regelobjekt interpretiert werden. Daher läßt sich Gleichung (17) folgendermaßen in Gleichung (18) umschreiben:

$$\Delta_3(s) = \frac{(2 \cdot \xi_1^* \omega_1^* - 2 \cdot \xi_1 \omega_1)s + (\omega_1^{*2} - \omega_1^2)}{s^2 + 2 \xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2}$$

45

wobei ξ_1 der Dämpfungsfaktor des Modells ist, ω_1 die Eckfrequenz des Modells, ξ_1^* der Dämpfungsfaktor des tatsächlichen Regelobjekts, und ω_1^* die Eckfrequenz des tatsächlichen Regelobjekts.

Eine Vorgehensweise zur Sicherstellung der Stabilität in einem Fall, in welchem eine Diskrepanz bezüglich der Eckfrequenz zwischen dem tatsächlichen Regelobjekt und dessen Approximationsmodell vorhanden ist, also in einem Fall, in welchem ω_1^* nicht gleich ω_1 ist, wird nachstehend geschildert.

Hierbei sei der Dämpfungsfaktor ξ_1^* des tatsächlichen Regelobjekts, das in diesem Fall behandelt wird, erheblich kleiner als Eins ($\xi_1^* \ll 1$).

Es wird angenommen, daß ξ_1^* gleich ξ_1 ist, wogegen ω_1^* nicht gleich ω_1 ist. Diese Annahme stimmt bei einem üblichen elektrischen Lenkservomechanismus.

Die Differenz $\Delta(s)$ der Charakteristik zwischen dem das tatsächliche Regelobjekt approximierende Modell und dem tatsächlichen Regelobjekt selbst kann folgendermaßen durch Gleichung (19) ausgedrückt werden:

$$\|\Delta(s)\| = \|\Delta_1(s) + \Delta_2(s) + \Delta_3(s)\| \quad (19)$$

Die hinreichende Bedingung für die Stabilisierung des Regelsystems wurde bereits voranstehend durch Gleichung (14) ausgedrückt. Ersetzt man $\|\Delta_1(s)\|$ von Gleichung (14) durch $\|\Delta(s)\|$ von Gleichung (19), so erhält man eine hinreichende Bedingung für die Stabilisierung eines Regelsystems, bei welcher die Änderung $\Delta_2(s)$ der Verstärkung K, die in der Charakteristik kennfeldspeichereinheit gespeichert ist, und der Fehler $\Delta_3(s)$ berücksichtigt sind. Wie voranstehend geschildert repräsentiert der Fehler $\Delta_3(s)$ Differenzen von charakteristischen Parametern zwischen dem das tatsächliche Regelobjekt approximierende Modell und dem tatsächlichen Regelobjekt selbst, wobei diese Differenzen aus der Nullstellen-Pol-Eliminierungsbearbeitung herrühren.

Fig. 8 ist ein Charakteristikdiagramm (Eigenschaftsdiagramm), das zur Erläuterung der hinreichenden Bedingung für die Stabilisierung eines Regelsystems verwendet wird. Aus der Figur wird deutlich, daß dann, wenn eine

Diskrepanz zwischen der Eckcharakteristik zwischen dem tatsächlichen Regelobjekt und dem das tatsächliche Regelobjekt approximierenden Modells besteht, also wenn ω_1^* nicht gleich ω_1 ist, die Verstärkung $||\Delta(s)||$ eine Resonanz bei der Frequenz ω_1 zeigt, wie durch eine Linie (b) dargestellt ist, was dazu führt, daß das Regelsystem schwingt oder instabil wird. Ist andererseits ω_1^* gleich ω_1 , so wird die Verstärkung $||\Delta(s)||$ durch eine Linie (c) repräsentiert, was dazu führt, daß das Regelsystem stabil ist. Es wird darauf hingewiesen, daß eine Linie (a) die Größe $||T(s)||^{-1}$ von Gleichung (14) darstellt. 5

Die vorliegende Erfindung nimmt Abstand von einer strengen Nullstellen-Pol-Eliminierungsbearbeitung, um ein schwingen des Regelsystems infolge der Differenz $(\omega_1^* - \omega_1)$ zwischen ω_1^* und ω_1 zu verhindern, die als konstruktive Vorgaben in Bezug auf den Regelfrequenzbereich vorhanden sind. Fig. 9 ist ein Charakteristik-Diagramm, welches einen Zustand zeigt, in welchem das Regelsystem stabilisiert wurde. Durch Einstellung des Dämpfungsfaktors ξ_1 auf einen Wert, der eine ausreichende Auswirkung auf die Dämpfung hat ($\xi_1 > \xi_1^*$), wird bei der Verstärkung $||\Delta(s)||$ bei der Frequenz ω_1 der Spitzenwert unterdrückt, wie durch eine Linie (d) in der Figur gezeigt ist, selbst wenn ω_1^* nicht gleich ω_1 ist. 10

Die Charakteristik $C(s)$ des durch die vorliegende Erfindung bereitgestellten Stabilisationskompensators 21 wurde wie voranstehend geschildert festgelegt. Um die Charakteristik $C(s)$ des Stabilisationskompensators 21 mit digitalen Werten zu verwirklichen, werden wohl bekannte, digitale mathematische Verfahren eingesetzt, um die Charakteristik $C(s)$ auszudrücken, wie nachstehend in Gleichung (20) angegeben ist: 15

$$C(z^{-1}) = \frac{f_1 + f_2 \cdot z^{-1} + f_3 \cdot z^{-2}}{1 + e_1 \cdot z^{-1} + e_2 \cdot z^{-2}} \quad (20) \quad 20$$

wobei mit f_1, f_2, f_3, e_1 und e_2 Koeffizienten bezeichnet sind, die aus den Koeffizienten a_1, a_2, b_1 und b_2 des Stabilisationskompensators 21 bestimmt werden, der durch die Charakteristik $C(s)$ repräsentiert wird, die dadurch bestimmt wird, daß durch die Übertragungsfunktion $P_d(s)$ des das tatsächliche Regelobjekt approximierenden Modells die Übertragungsfunktion $P(s)$ des tatsächlichen Regelobjekts selbst ersetzt, wie durch Gleichung (2) ausgedrückt wird, und unter Verwendung von $\Delta(s)$ wie voranstehend beschrieben. 25

Mit z^{-1} ist ein Operator bezeichnet, der einen unmittelbar vorhergehenden Proben- oder Abtastwert bezeichnet, wogegen z^{-2} einen Operator bezeichnet, der eine Probe vor der Probe z^{-1} bei der Datenabtastung bezeichnet. 30

Gleichung (20) legt eine Beziehung zwischen dem Lenkdrehmoment T und dem Ausgangswert des Stabilisationskompensators 21 fest. Nunmehr werde durch $T(k)$ ein analog/digital-gewandelter Wert des Lenkdrehmoments T bezeichnet, und durch $T_c(k)$ der Ausgangswert des Stabilisationskompensators 21. Dann läßt sich die Beziehung zwischen $T(k)$ und $T_c(k)$ folgendermaßen durch Gleichung (21) ausdrücken: 35

$$T_c(k) = f_1 T(k) + f_2 T_{k-1} + f_3 T_{k-2} - e_1 T_c(k-1) - e_2 T_c(k-2) \quad (21) \quad 40$$

wobei $T(k)$ der analog/digital-gewandelte Wert des Lenkdrehmoments T ist, das sich aus der Datenabtastung ergibt, $T(k-1)$ ein Wert der unmittelbar vorhergehenden Probe (Abtastwert) des Lenkdrehmoments $T(k)$ ist, $T(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Lenkdrehmoments $T(k-1)$ ist, $T_c(k)$ ein Ausgangswert des Stabilisationskompensators 21 ist, $T_c(k-1)$ ein Wert des unmittelbar vorhergehenden Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k)$ ist, und $T_c(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorhergehenden Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k-1)$ ist. 45

Der Stabilisationskompensator 21 mit einer Charakteristik, die durch die voranstehend geschilderte Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt wird, hat eine Funktion in der in Fig. 2 gezeigten elektronischen Regelschaltung 13, wobei die Funktion durch die Ausführung der Verarbeitung gemäß Gleichung (21) mit Hilfe einer CPU verwirklicht wird. Die von der CPU durchgeführte Verarbeitung wird nachstehend unter Bezugnahme auf das in Fig. 10 dargestellte Flußdiagramm erläutert. 50

Zuerst wird der Ausgangswert T des Drehmomentsensors in einem Schritt P1 abgetastet. Die Bearbeitung geht dann mit einem Schritt P2 weiter, in welchem der Wert eines erfaßten Lenkdrehmomentabtastwertes $T(k)$ gelesen wird, der sich aus der A/D-Wandlung (Analog/Digital-Wandlung) des Ausgangswertes T ergibt. Dann geht es mit einem Schritt P3 weiter, in welchem ein unmittelbar vorhergehender Abtastwert $T(k-1)$ des vorher bearbeiteten Lenkdrehmoments gelesen wird, ein vorhergehender Abtastwert $T(k-2)$ vor dem Abtastwert $T(k-1)$, und $T_c(k-1)$ und $T_c(k-2)$ des Stabilisationskompensators aus einer Speichereinheit ausgegeben werden. 55

Dann geht es mit einem Schritt P4 weiter, in welchem die Berechnung von $T_c(k)$ auf der Grundlage von Fig. 21 durchgeführt wird. Dann geht es mit einem Schritt PS weiter, bei welchem $T_c(k)$, $T_c(k-1)$, $T(k)$ und $T(k-1)$ in der Speichereinheit gespeichert werden, statt $T_c(k-1)$, $T_c(k-2)$, $T(k-1)$ bzw. $T(k-2)$. 60

Dann geht die Verarbeitung mit einem Schritt P6 weiter, bei welchem das Berechnungsergebnis $T_c(k)$ dem Strombefehlsprozessor 22 als Ausgangswert des Stabilisationskompensators 21 zugeführt wird. 65

Wie voranstehend erwähnt hat der durch die vorliegende Erfindung zur Verfügung gestellte Stabilisationskompensator eine Funktion, die jener eines konventionellen Bandsperrfilters gleicht, das in eine der hinteren Stufen des Drehmomentsensors eingefügt ist, um eine Resonanzfrequenzkomponente aus einem Signal zu entfernen, das von dem Drehmomentsensor ausgegeben wird. Das konventionelle Bandsperrfilter soll dazu

dienen, die Verstärkungscharakteristik dadurch zu verbessern, daß die Resonanzfrequenzkomponente beseitigt wird, die durch das Federelement des Drehmomentsensors, das Trägheitsmoment des Lenkrades und das Trägheitsmoment des Motors hervorgerufen wird. Im Gegensatz zum konventionellen Bandsperrfilter führt jedoch der durch die vorliegende Erfindung bereitgestellte Stabilisationskompensator eine Nullstellen-Pol-Eliminierungsverarbeitung durch, bei welcher ein Eingangswert mit invertierter Charakteristik addiert wird, um den Spitzenwert an der Resonanzfrequenz des Resonanzsystems auszuschalten, das in dem Regelobjekt verwendet wird, wie voranstehend geschildert wurde. Daher weist der Stabilisationskompensator einen vollständig unterschiedlichen Aufbau und eine vollständig verschiedene Funktion auf, da er nicht nur die Verstärkungscharakteristik der Resonanzfrequenzkomponente verbessert, sondern auch eine Kompensation durchführt, welche auch die Phasencharakteristik abdeckt.

Darüber hinaus steuert oder regelt der Stabilisationskompensator das Lenkgefühl mit Hilfe der Abstimmung der Reaktion des Regelsystems, welche durch den Nenner der Charakteristik $C(s)$ des Stabilisationskompensators festgelegt wird.

Wie voranstehend geschildert wird gemäß der vorliegenden Erfindung ein Stabilisationskompensator, der eine Charakteristik aufweist, die durch die Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt wird, in einer hinteren Stufe eines Drehmomentsensors vorgesehen, der zur Erfassung eines Lenkdrehmoments dient, um einen Spitzenwert an der Resonanzfrequenz eines Resonanzsystems zu beseitigen, welches Feder- und Trägheitselemente aufweist, wobei der Spitzenwert in dem erfaßten Drehmoment liegt. Der Stabilisationskompensator kompensiert ebenfalls eine Phasenverschiebung an der Resonanzfrequenz, wobei diese Phasenverschiebung die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Regelsystems stört. Dies führt dazu, daß die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Regelsystems, welches in dem elektrischen Servolenksystem verwendet wird, durch eine Steuer- oder Regelvorrichtung mit einfachem Aufbau verbessert werden können.

Weiterhin wissen Fachleute auf diesem Gebiet, daß die voranstehende Beschreibung eine bevorzugte Ausführungsform der geschilderten Vorrichtung erläutert, und daß sich verschiedene Änderungen und Modifikationen der vorliegenden Erfindung vornehmen lassen, ohne von deren Umfang und Wesen abzuweichen.

Patentansprüche

1. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, um die Ausgangsleistung eines Motors zu steuern oder zu regeln, der zur Bereitstellung von Leistung dient, welche die auf einen Lenkmechanismus ausgeübte Lenkkraft unterstützt, entsprechend dem Wert eines Strombefehlssignals, das aus der Größe eines erfaßten Motorstroms und dem Wert eines Strombefehlssignals berechnet wird, das auf der Grundlage zumindest des Lenkdrehmoments berechnet wird, das an einer Lenkwelle erzeugt wird, mit:

einem Stabilisationskompensator zum Kompensieren der Stabilität der Steuer- oder Regelvorrichtung, der in einer hinteren Stufe eines Drehmomentsensors zur Erfassung des Lenkdrehmoments vorgesehen ist; wobei der Stabilisationskompensator die Funktion des Ausschaltens eines Spitzenwerts an einer Resonanzfrequenz eines Resonanzsystems aufweist, welches Trägheits- und Federelemente umfaßt, die in dem elektrischen Lenkservosystem verwendet werden, und eine Charakteristik aufweist, die durch die folgende Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt wird, die so arbeitet, daß sie die Stabilität und das Reaktionsvermögen des Steuer- oder Regelsystems verbessert;

$$C(s) = (s^2 + a_1s + a_2)/(s^2 + b_1s + b_2)$$

wobei s den Laplace-Operator bezeichnet, und a_1 , a_2 , b_1 und b_2 Parameter bezeichnen, die durch die Resonanzfrequenz des Resonanzsystems festgelegt sind.

2. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuer- oder Regelvorrichtung eine elektronische Steuer- oder Regelschaltung auf Mikrocomputerbasis aufweist.

3. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Stabilisationskompensator als funktionelle Einrichtung dient, die durch Ausführung einer Verarbeitung auf der Grundlage der Charakteristik $C(s)$ durch den Mikrocomputer verwirklicht wird, der in der elektronischen Steuer- oder Regelschaltung eingesetzt wird.

4. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Charakteristik, die durch die Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt wird, eine Charakteristik ist, die durch Ausführung einer Bearbeitung verwirklicht wird, auf der Grundlage des nachstehenden numerischen arithmetischen Ausdrucks $T_c(k)$, und zwar durch den in der elektronischen Steuer- oder Regelschaltung eingesetzten Mikrocomputer:

$$T_c(k) = f_1T(k) + f_2T(k-1) + f_3T(k-2) - e_1T_c(k-1) - e_2T_c(k-2)$$

wobei $T(k)$ ein analog/digital-gewandelter Wert des Lenkdrehmoments T ist, das durch Datenabtastung erhalten wird, $T(k-1)$ der Wert eines unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Lenkdrehmoments $T(k)$ ist, $T(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Lenkdrehmoments $T(k-1)$ ist, $T_c(k)$ ein Ausgangswert des Stabilisationskompensators ist, $T_c(k-1)$ ein Wert eines unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k)$ ist, $T_c(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k-1)$ ist, und f_1 , f_2 , f_3 , e_1 und e_2 Parameter sind, die durch die Resonanzfrequenz des Resonanzsystems festgelegt werden.

5. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, zum Steuern der Ausgangsleistung eines Motors zur Bereitstellung einer Leistung, welche eine Lenkkraft bei einem Lenkmechanismus unterstützt, entsprechend dem Wert eines Stromsteuersignals, welches aus der Größe eines erfaßten Motorstroms berechnet wird, und auf der Grundlage eines Strombefehlssignals, welches entsprechend zumindest einem an einer Lenkwelle erzeugten Lenkdrehmoment berechnet wird, mit: 5
 einem Drehmomentsensor zur Erfassung des an der Lenkwelle erzeugten Lenkdrehmoments;
 einer Motorstromerfassungsschaltung zur Erfassung eines zum Motor fließenden Stroms; und
 einer elektronischen Steuer- oder Regelschaltung auf der Grundlage eines Mikrocomputers, zur Berechnung des Wertes des Stromsteuersignals aus dem erfaßten Motorstrom und des Wertes des Strombefehlssignals, welches entsprechend zumindest dem Lenkdrehmoment berechnet wird; wobei die elektronische 10
 Steuer- oder Regelschaltung einen Stabilisationskompensator aufweist, der eine Charakteristik hat, die durch die nachstehend angegebene Charakteristik $C(s)$ ausgedrückt wird, zum Kompensieren der Stabilität der Steuer- oder Regelvorrichtung in Bezug auf das erfaßte Lenkdrehmoment:

$$C(s) = (s^2 + a_1s + a_2)/(s^2 + b_1s + b_2) \quad 15$$

wobei s den Laplace-Operator bezeichnet, und a_1 , a_2 , b_1 und b_2 Parameter bezeichnen, die durch eine Resonanzfrequenz des Resonanzsystems festgelegt sind, das in dem elektrischen Lenkservosystem vorhanden ist.

6. Steuer- oder Regelvorrichtung, die in einem elektrischen Lenkservosystem verwendet wird, nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Stabilisationskompensator so aufgebaut ist, daß er eine Datenverarbeitung auf der Grundlage des nachstehend angegebenen numerischen arithmetischen Ausdruck $T_c(k)$ mit Hilfe des in der elektronischen Steuer- oder Regelschaltung verwendeten Mikrocomputers durchführt: 20

$$T_c(k) = f_1T(k) + f_2T(k-1) + f_3T(k-2) - e_1T_c(k-1) - e_2T_c(k-2) \quad 25$$

wobei $T(k)$ ein analog/digital-gewandelter Wert des Lenkdrehmoments T ist, das durch Datenabtastung erhalten wird, $T(k-1)$ ein Wert eines unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Lenkdrehmoments $T(k)$ ist, $T(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Lenkdrehmoments $T(k-1)$ ist, $T_c(k)$ ein Ausgangswert des Stabilisationskompensators ist, $T_c(k-1)$ ein Wert eines unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k)$ ist, $T_c(k-2)$ ein Wert des unmittelbar vorherigen Abtastwertes des Ausgangswertes $T_c(k-1)$ ist, und f_1 , f_2 , f_3 , e_1 und e_2 Parameter sind, die durch die Resonanzfrequenz des Resonanzsystems festgelegt werden. 30

Hierzu 7 Seite(n) Zeichnungen 35

40

45

50

55

60

65

FIG. 1

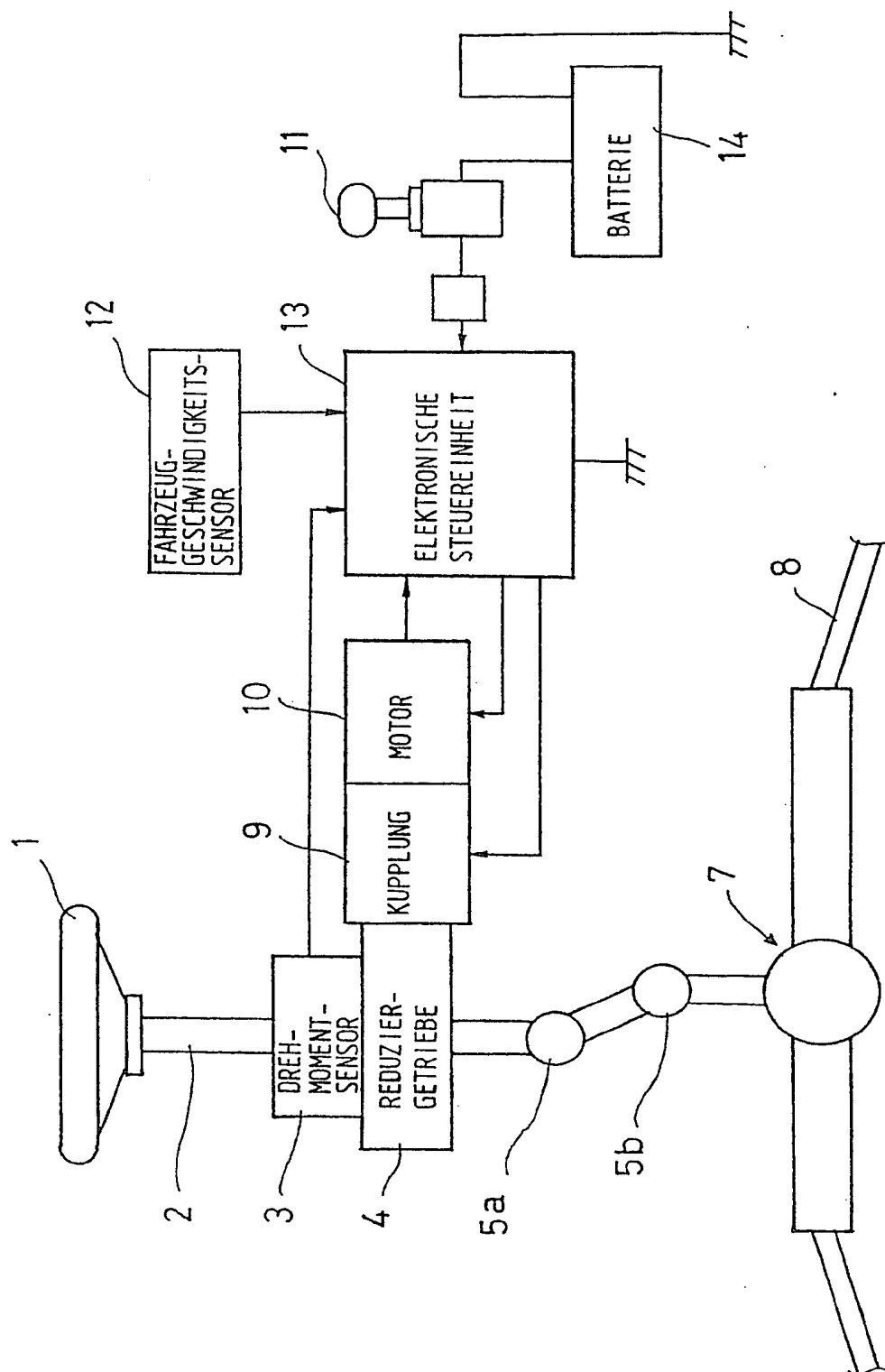


FIG. 2

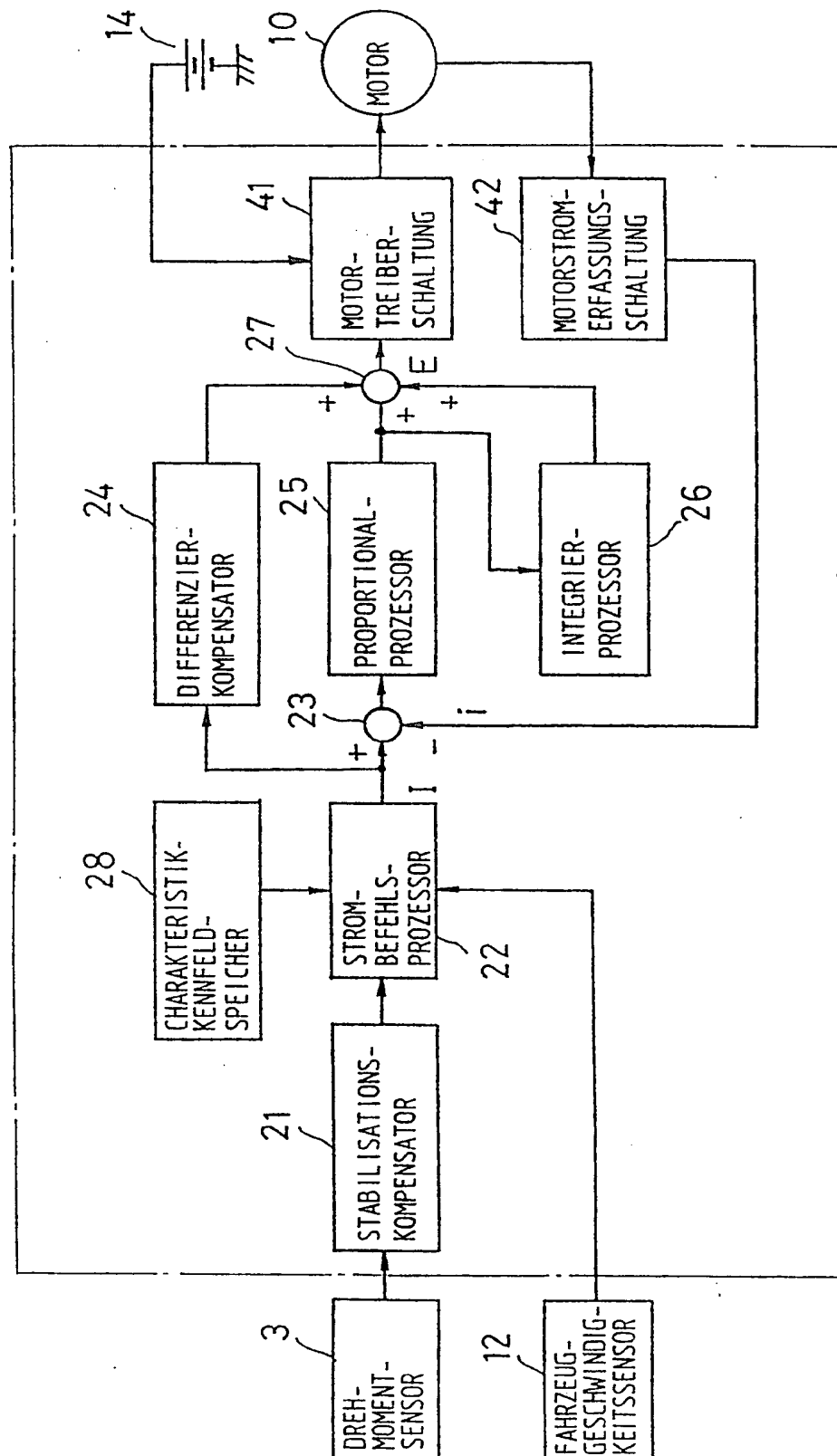


FIG. 3

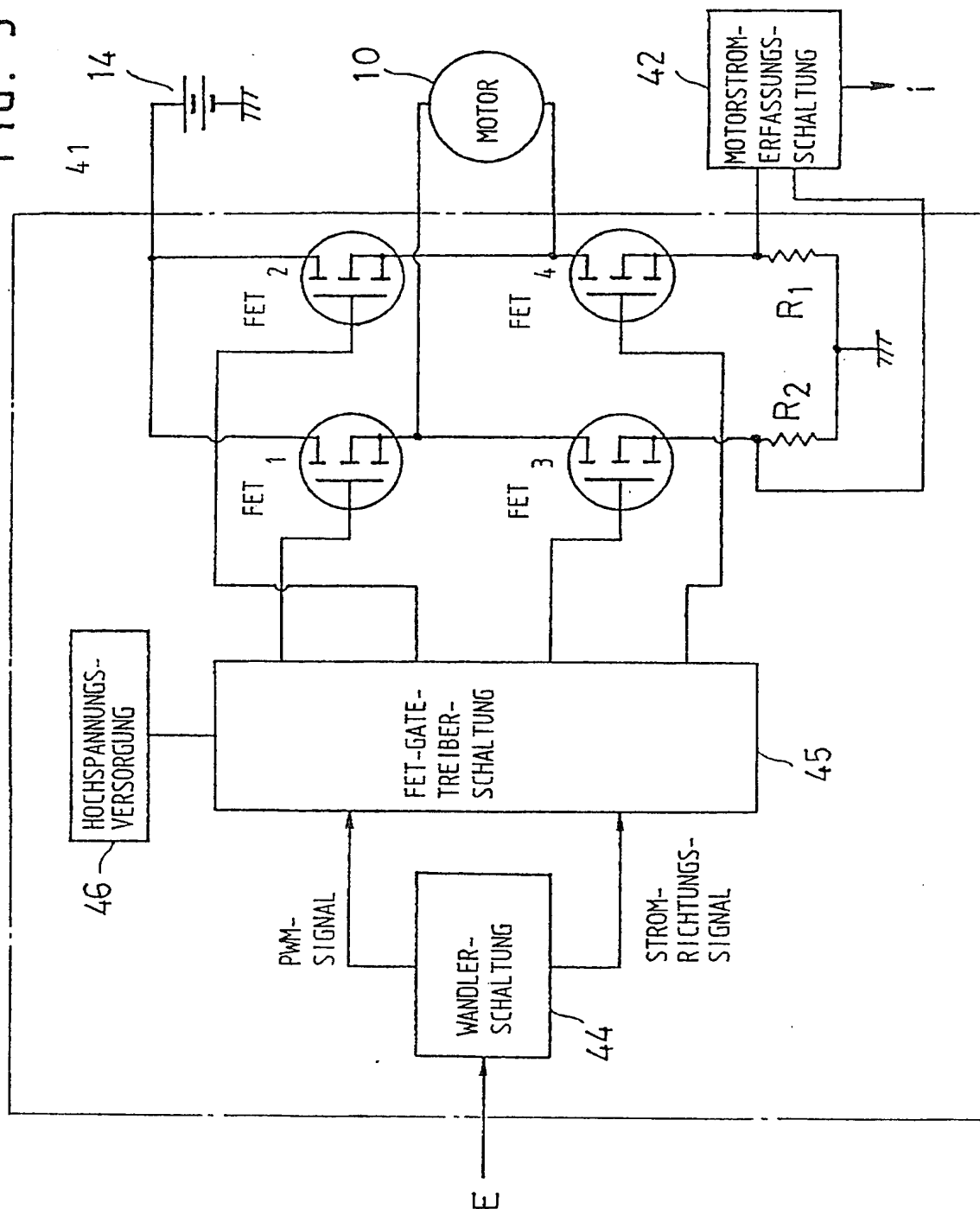


FIG. 4

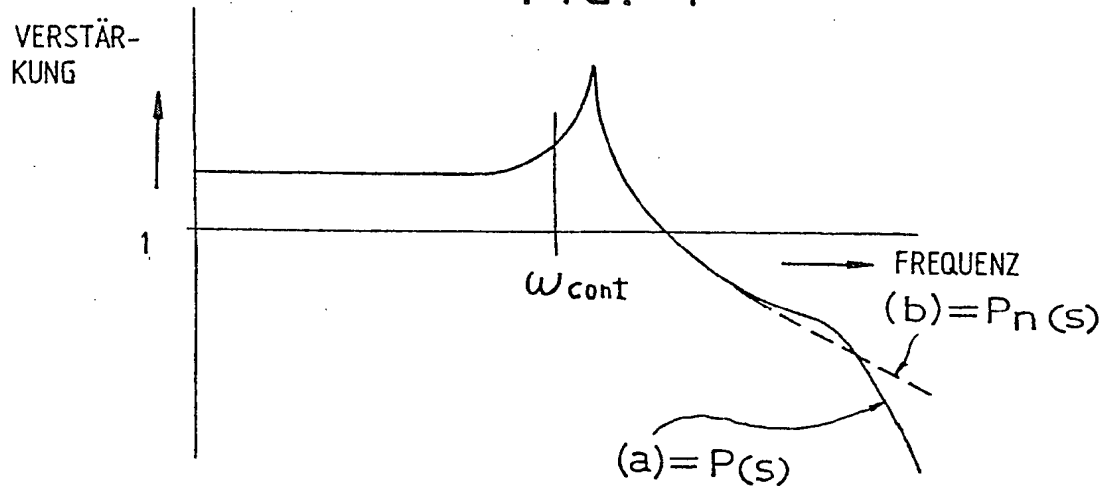


FIG. 5

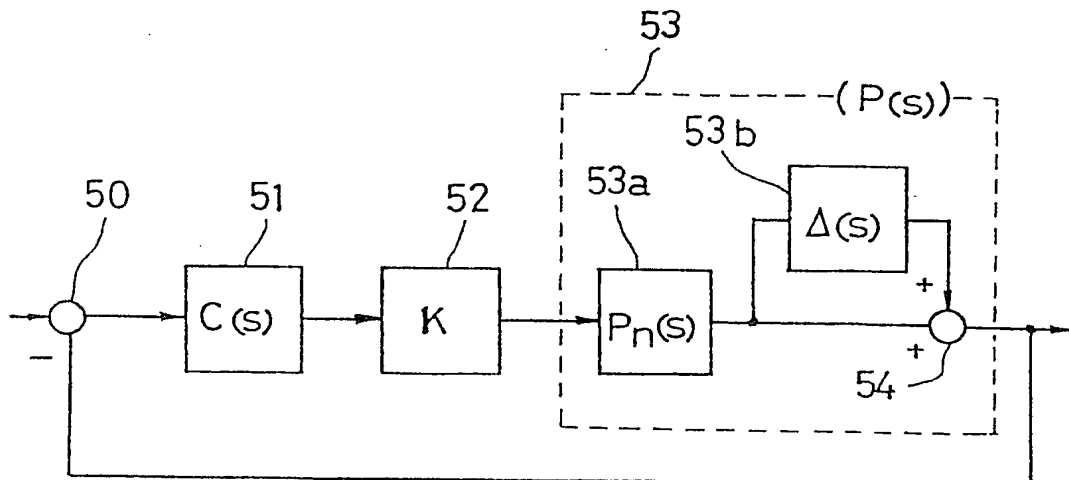


FIG. 6

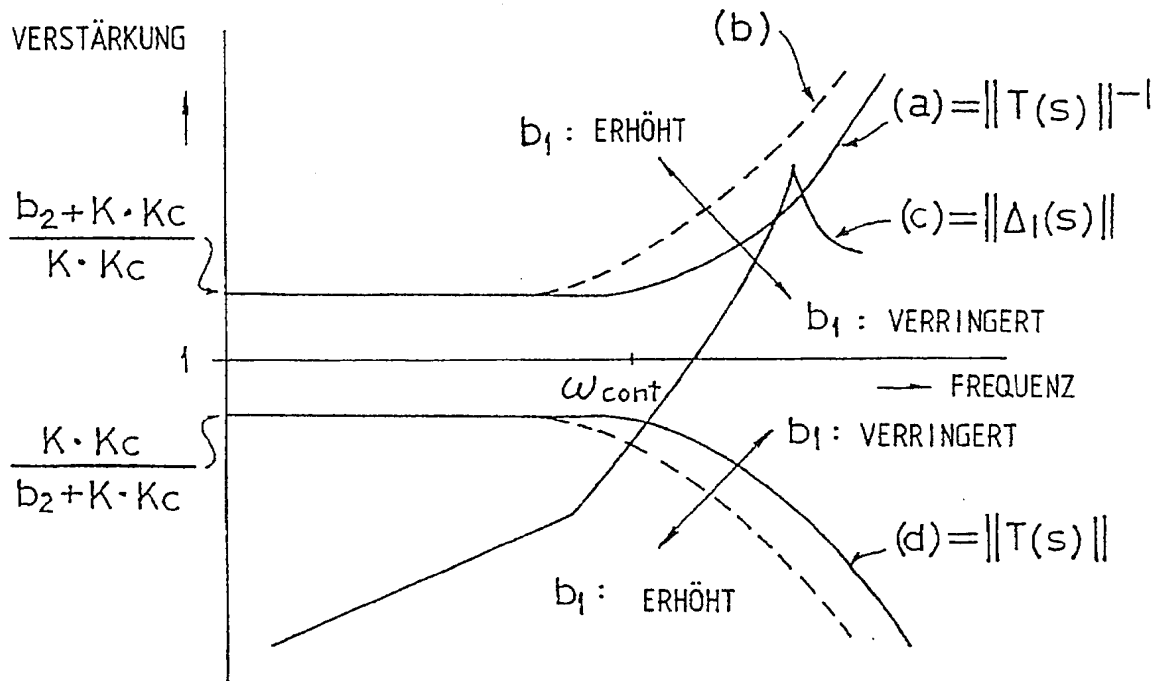


FIG. 7

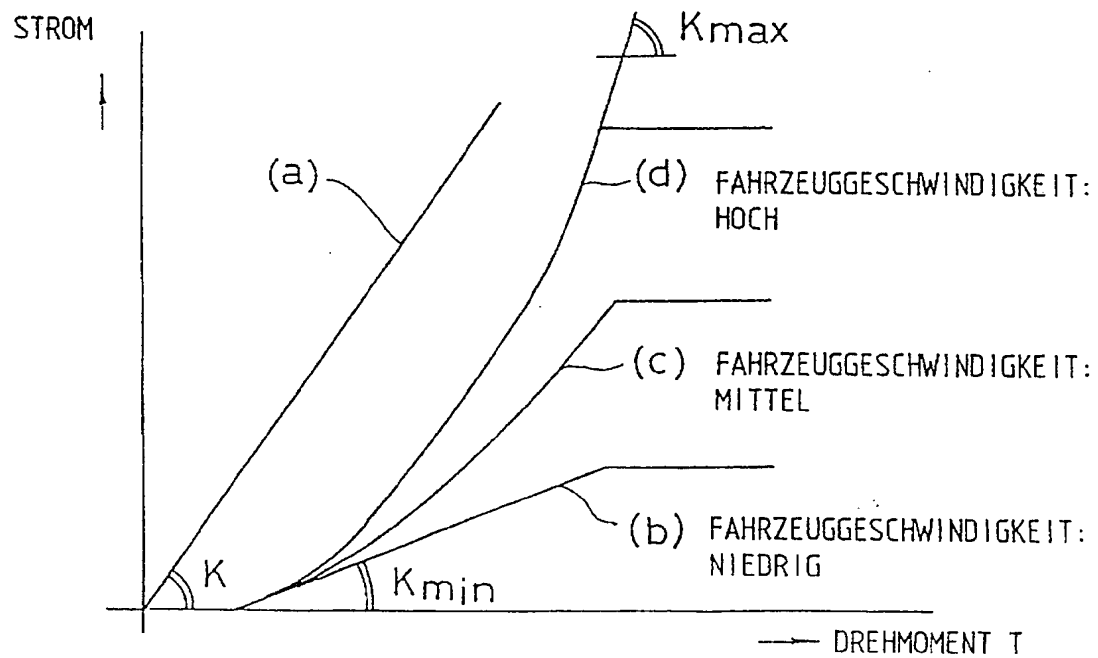


FIG. 8

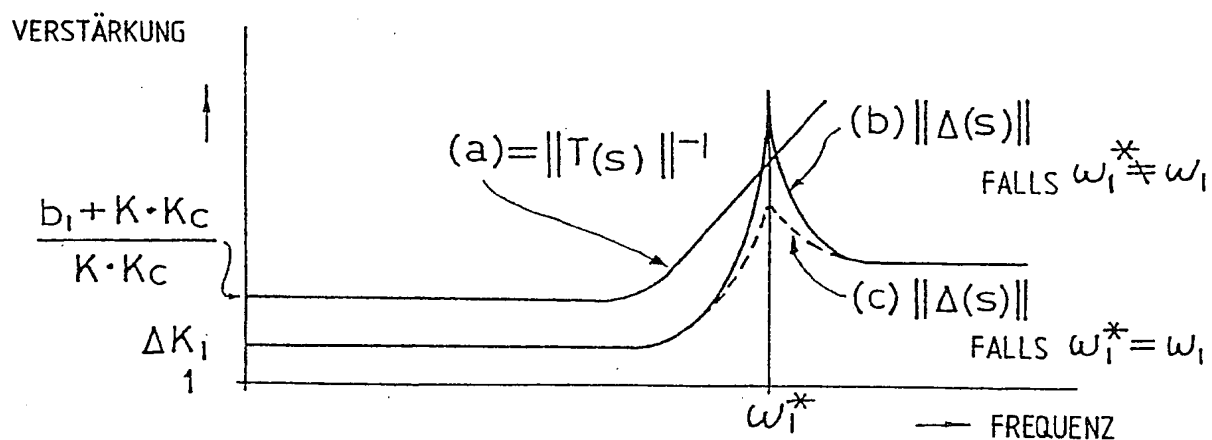


FIG. 9

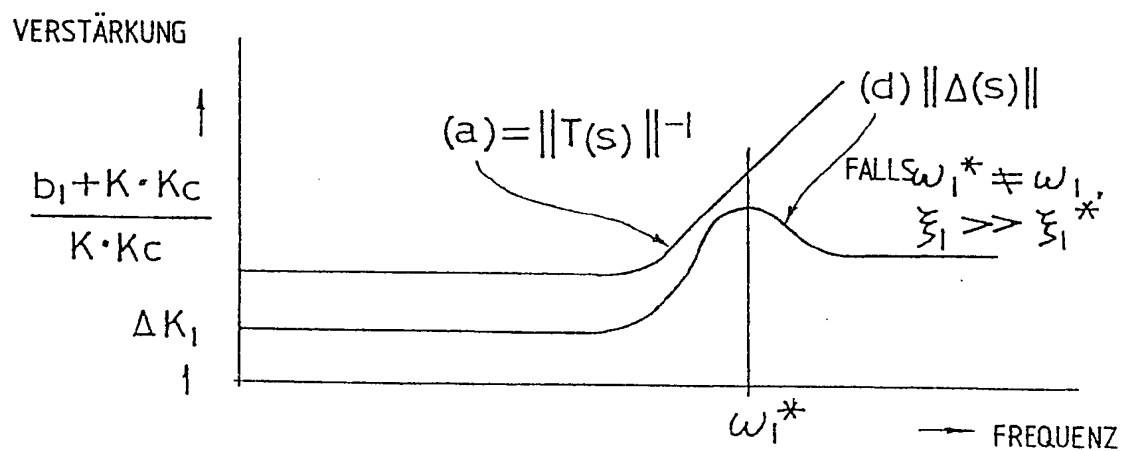


FIG. 10

